

OFDM系统中新的同步与信道联合估计算法

赵丹¹, 于全²

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073; 2. 中国电子系统设备工程公司研究所 北京 丰台区 100039)

【摘要】提出了一种新的基于判决反馈的OFDM同步与信道联合跟踪算法。该算法提取出信道估计结果中包含的同步信息用于实现同步估计, 并利用同步估计结果对信道估计结果进行修正, 使其尽量逼近真实信道。仿真结果表明该算法在信噪比较大时可以获得较高的估计性能, 具有计算量小和实现简单的优点。适当增加块长具有更强的抑制噪声的能力, 但却减弱了信道的时变跟踪能力, 因此块长的选择必须权衡考虑。

关键词 信道估计; 联合估计; 正交频分复用; 同步; 跟踪
中图分类号 TN929.5 文献标识码 A

New Combined Symbol Timing and Frequency Synchronization and Channel Estimation Technique for OFDM Systems

ZHAO Dan¹, YU Quan²

(1. School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology Changsha 410073;
2. Graduate School of China Electronics Equipment System Engineering Corporation Fengtai Beijing 100039)

Abstract There is a dense relationship between the frequency offset estimation and channel estimation in Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems. A new combined symbol timing and frequency synchronization and channel estimation technique by using the detected data is developed for OFDM systems. The synchronization information contained in the channel estimated results which is gained by LS channel estimation method is extracted based on the Maximum Likelihood (ML) criterion for synchronization estimation. Then the estimated results of symbol timing and frequency are used to correct the initial estimated channel and make it more close to the real channel. Simulation results show that this algorithm has better performance at high SNR. It is easy to be realized and has low complexity. Increasing the length of the data block suppresses the noise more effectively but decreases the ability of tracking the time variable channel. The block size should be a trade-off between them.

Key words channel estimation; combined estimation; orthogonal frequency division multiplexing; synchronization; tracking

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统对同步误差的敏感程度远远高于单载波系统^[1], 除了在初始通信阶段需要对其进行捕获, 还必须在后续传输过程对其持续跟踪。现有的同步跟踪算法主要分为基于辅助数据法^[2-3]和不基于辅助数据的盲估计法^[4]。前者一般具有较高的估计精度, 但降低了系统的频谱效率, 对于对频谱利用率要求十分苛刻的无线通信非常不利; 后者的估计精度要差一些, 跟踪范围比较小, 而且计算复杂度较高。基于判决数据的同步跟踪算法由于具有不降低频谱利用率且算法复杂度较低的优点受到了广泛关注^[5-6]。然而, 该算法的性能好坏

主要由判决数据决定, 而判决数据又受到信道估计结果的严重影响。同时, 信道估计性能的好坏也与同步性能密切相关^[7], 因此, 将同步算法与信道估计算法相结合, 能取得更好的估计性能。

目前的基于判决数据的同步跟踪算法大部分没有考虑信道估计结果的影响, 要么假设信道估计结果没有对误码性能产生影响^[5], 要么利用信道的时频域相干特性来抵消信道对同步估计的影响^[8]。前者的假设与实际情况难以相符, 后者则难以避免受到判决数据的影响。事实上, 即使在时不变信道中, 由于信道估计结果中包含了同步误差信息, 当对接收信号进行了时间误差和频率误差纠正后, 信道估

收稿日期: 2005-06-07

基金项目: 国防科技预研基金资助项目(51406020205JB0204)

作者简介: 赵丹(1979-), 女, 博士生, 主要从事无线通信调制解调与接收机关键技术方面的研究。

计结果也应相应地进行修正,才能更好地跟踪信道的真实情况。基于这个思想,本文提出一种新的算法,在接收机已获得初始同步与信道估计的基础上,利用判决数据对系统时间误差、载波频率误差和信道进行联合估计。该算法分为三个步骤:(1)利用前一时刻的同步与信道估计结果对当前符号进行解调与判决;(2)利用当前时刻的信道初始估计结果对当前定时偏移(TO)和载波频率偏移(CFO)进行估计,并将其对信道初始估计结果进行修正;(3)将同步与信道估计结果用于后续接收信号的同步与均衡,为下一次的估计做好数据准备。

1 系统模型

设OFDM系统有 N 个子载波,循环前缀(CP)长为 N_g , $N_s = N + N_g$,频域OFDM符号用 $x_{l,k}$ 表示,则第 l 个发送符号的第 n 个数据为:

$$s_{l,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad n \in \{-N_g, \dots, N-2, N-1\} \quad (1)$$

由于发送端和接收端的载波频率及定时存在偏差,设跟踪阶段发送端和接收端的残余TO为 θ , CFO为 Δf , $\varepsilon = 2\pi N \Delta f T_s$ 。其中, T_s 为采样周期; ε 为归一化CFO。同时考虑衰落信道的影响,接收机接收到的第 l 个符号的第 n 个数据为:

$$r_{l,n} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{l,k} H_{l,k} e^{j\frac{2\pi}{N}(n+\theta)k} e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon(IN_s+n)} + w_{l,n} \quad (2)$$

式中 $H_{l,k}$ 对应第 l 个符号的第 k 个子信道; $k \in [-K/2, \dots, -1, 1, \dots, K/2]$, K 为有用子载波数; $w_{l,n}$ 为叠加在时域信号上的高斯白噪声。

经过同步捕获后,接收信号与发送信号的同步误差可以限制在一定范围内,当满足条件 $-N_g < \theta < 0$,即符号起始时间位于CP之内,且 $|\varepsilon| < 0.5$ 时,对接收信号进行解调,可得到频域接收信号为:

$$Y_{l,k} = X_{l,k} H_{l,k} \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi \varepsilon / N)} e^{j\frac{2\pi}{N}k\theta} e^{j\frac{\pi \varepsilon}{N}(N-1)} e^{j\frac{2\pi}{N}\varepsilon IN_s} + I_{l,k} + I_{ISI,l} + W_{l,k} \quad (3)$$

式中 $I_{l,k}$ 为由于CFO的存在而引起的子载波间的干扰的总和,当CFO较小且 N 较大时,它近似服从高斯分布,可以当作噪声处理; $I_{ISI,l}$ 为由于多径扩展可能引起的符号间干扰(ISI)。若信道的最大扩展时延为 τ_{\max} ,当 $-\lceil \tau_{\max} / T_s \rceil < \theta < 0$ 时,ISI为0,该区域称为安全区域; $W_{l,k}$ 为频域加性噪声。

当发送数据 $X_{l,k}$ 已知时,采用最小均方误差算法(LS)对信道进行估计:

$$\hat{H}_{l,k} = H_{l,k} \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi \varepsilon / N)} e^{j\frac{\pi}{N}(2k\theta + \varepsilon(N-1+2IN_s))k\theta} + \frac{n_{l,k}}{X_{l,k}} \quad (4)$$

式中 $n_{l,k} = I_{l,k} + W_{l,k}$ 表示噪声项。由式(4)可知,信道估计结果中除了包含真实信道,还包含了TO与CFO的信息。当利用最小均方误差算法对信道进行估计时,TO与CFO项无法与真实信道剥离。因此,合理地利用信道估计结果就可以从中提取出同步误差信息,并利用同步误差估计结果对信道估计结果进行修正,有助于提高信道估计的精度。

2 同步与信道联合估计算法描述

当信道为慢衰落信道时,可采用基于判决反馈的LS准则对信道进行估计^[9]。令 $\hat{X}_{l,k}$ 表示数据判决结果,根据式(4),信道估计结果为:

$$\hat{X}_{l,k}^{LS} = Y_{l,k} / \hat{X}_{l,k} \quad (5)$$

由式(4)可知,时间偏移使信道估计结果的相位随子信道线性偏转,而载波频偏的影响则表现为在一个符号内引起一个固定相位的偏转,同时随着符号数的增长而线性增长。当信道为慢衰落信道时,可近似认为相邻子信道相同且相邻时刻信道不变^[10],此时,TO与CFO的估计结果为:

$$\hat{\theta}_l^{ph} = \frac{2N}{K} \sum_{k \in \Pi_1} \arg(\hat{H}_{l,k}^{LS} (\hat{H}_{l,k-1}^{LS})^*) \quad (6)$$

$$\hat{\varepsilon}_l = \frac{N}{2\pi KN_s} \sum_{k \in \Pi_2} \arg(\hat{H}_{l,k}^{LS} (\hat{H}_{l-1,k}^{LS})^*) \quad (7)$$

式中 $\Pi_1 = \{-K/2+1, -K/2+3, \dots, -1\} \cup \{2, 4, \dots, K/2\}$; $\Pi_2 = \{-K/2, \dots, -2, -1, 1, 2, \dots, K/2\}$;由于时间偏移为整数值,同时估计结果偏小时对系统性能的影响要小得多,因此TO最终估计结果为 $\hat{\theta}_l = \lfloor \hat{\theta}_l^{ph} \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。

基于判决反馈的算法需要利用前一时刻的估计结果,对当前时刻需要处理的数据符号进行同步偏差纠正和信道均衡。然而,利用式(5)得到的估计结果不能直接用于后续符号均衡,因为该估计结果中包含了部分同步信息,如果将其直接用于后续接收数据的均衡,由于接收数据在均衡前已经进行了同步纠正,会出现重复补偿的现象。必须利用同步估计结果对信道估计结果进行修正,才能使信道估计结果尽量逼近真实的信道。为此,忽略由于CFO引起的ICI,利用同步估计结果 $\hat{\theta}_l$ 和 $\hat{\varepsilon}_l$ 对式(5)进行修正,信道估计结果为:

$$\hat{H}_{l,k} = \hat{H}_{l,k}^{LS} \exp\left(-j\frac{2\pi}{N}\left(k\hat{\theta}_l + \frac{\hat{\varepsilon}_l}{2}(N-1+LN_s)\right)\right) \quad (8)$$

式(8)忽略了 $\sin \pi \varepsilon / N \sin(\pi \varepsilon / N)$ 分量。因为当 $\varepsilon \rightarrow 0$ 时,在计算过程中可能由于 $\sin \pi \varepsilon \rightarrow 0$ 而出现噪声放大的现象,此时 $\sin \pi \varepsilon / N \sin(\pi \varepsilon / N)$ 的取值接近1,可以被忽略。如果CFO估计结果较大,在式(8)中对位置除以该分量即可。

根据上面的算法,CFO的估计需要用到至少两个OFDM数据符号,为此将 L 个完整的OFDM符号作为一个块进行处理, $L \geq 2$,即估计结果每间隔 L 个符号周期更新一次。此时,当 $t = mLN_sT_s$ 时, $m \in N^+$, TO、CFO和信道的估计结果为:

$$\hat{\theta}_m = \left[\frac{2N}{KL} \sum_{l=(m-1)L+1}^{mL} \sum_{k \in I_1} \arg(\hat{H}_{l,k}^{LS} (\hat{H}_{l,k-1}^{LS})^*) \right] \quad (9)$$

$$\hat{\varepsilon}_m = \frac{N}{2\pi K(L-1)N_s} \sum_{l=(m-1)L+2}^{mL} \sum_{k \in I_2} \arg(\hat{H}_{l,k}^{LS} (\hat{H}_{l-1,k}^{LS})^*) \quad (10)$$

$$\hat{H}_{m,k} = \frac{1}{L} \sum_{l=(m-1)L+1}^{mL} \hat{H}_{l,k}^{LS} e^{-j\frac{2\pi}{N}\left(k\hat{\theta}_m + \frac{\hat{\varepsilon}_m}{2}(N-1+LN_s)\right)} \quad (11)$$

显然, L 的取值越大,估计结果受噪声的影响就越小。但是,无线信道往往具有一定的时变特性, L 过大,除了会使缓存时间过长外,还会降低算法的跟踪能力。

同步与信道联合估计算法框图如图1所示。

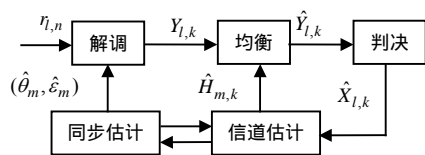
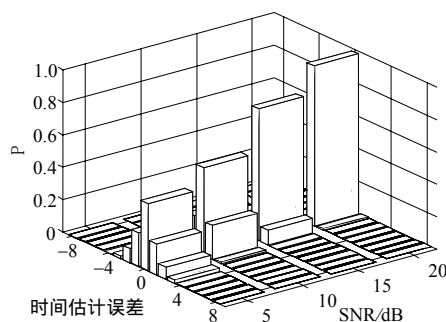


图1 同步与信道联合跟踪算法框图

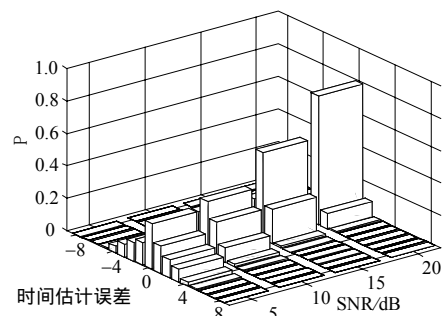
3 仿真结果

本文提出的同步与信道联合跟踪算法需要捕获算法的配合。仿真过程中分别采用文献[11]提出的算法和基于前导符号的LS算法实现同步与信道的捕获。仿真平台参数设置为: OFDM系统子载波数 $N = 256$, 保护间隔 $N_g = N/4$, QPSK调制方式,接收信号的采样速率为4 MHz,信道模型选用通用的SUI模型中的SUI-2与SUI-5信道模型。

图2a和图2b分别显示了SUI-2与SUI-5信道模型下的TO的估计性能,为了确保不引起ISI,将估计结果往前推移四个采样点。图2a中, $L=4$;图2b中, $L=2$ 。仿真结果表明,即使在衰落严重的SUI-5信道中,当SNR大于5 dB时,接收信号位于安全区域的概率可以达到99.99%以上。



a. SUI-2 信道, $L=4$



b. SUI-5 信道, $L=2$

图2 时间偏移估计性能

SUI-2和SUI-5两种信道模型下CFO的估计性能如图3所示。SUI-2信道下CFO的估计性能稍好于SUI-5信道下的估计性能,但二者相差不大。这是因为虽然SUI-5信道模型下的Doppler频移大于SUI-2信道模型下的,但是当块长较短时,二者都满足慢时变信道的要求。由图3可以看出,采用该算法对频偏进行估计时,只要判决数据的误码率较低,即使在严重衰落的SUI-5信道中, $L=2$ 时即可取得足够好的估计性能。增大块长,可以在一定程度上提高载波频偏的估计性能,但效果并不明显。

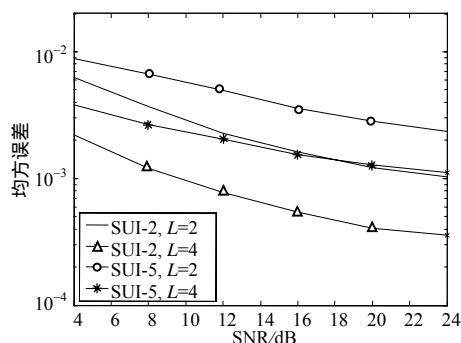


图3 载波频率偏移估计性能

图4对比了两种信道下同步与信道跟踪方案的误码率性能比较。当信道为SUI-2信道时,增加块长,系统的误码性能获得显著提高。当 $L=4$ 时,其性能在低信噪比时与理想系统的性能非常接近,说明增加块长可以有效地降低加性噪声的影响。当信道模型

选用SUI-5信道时,增大 L 反而使系统误码性能变得更差。SNR较大时尤其严重,主要是因为SUI-5信道中的Doppler频移较大,信道的时变特性较强,增大块长降低了算法的信道跟踪能力。即使在理想同步与信道估计结果情况下,SUI-5信道下的系统误码性能也远远差于SUI-2信道下的系统性能,SUI-5信道的衰落特别严重,某些频点甚至可能出现零点,容易误判。

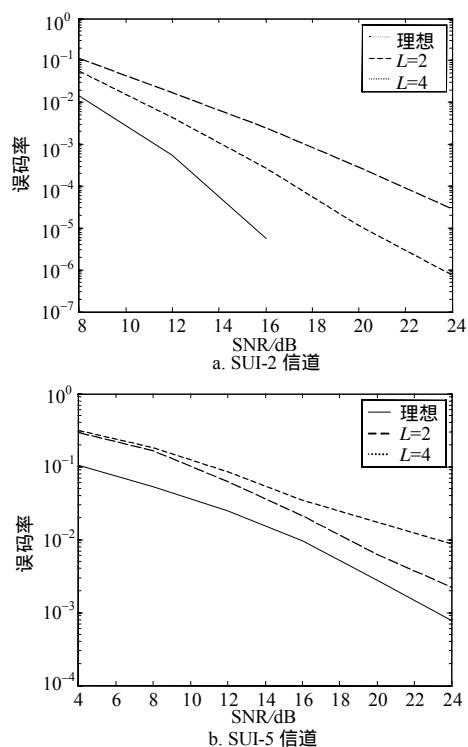


图4 系统误码性能

4 结论

OFDM系统中,同步估计与信道估计之间存在密不可分的联系,联合估计可以取得更好的估计效果。本文提出了一种基于判决数据的同步与信道联合估计算法,用于信号捕获后的残余同步偏差与信道的跟踪与补偿。该算法充分利用了信道估计与同步估计之间的相互关系,从信道估计结果中提取出同步信息,用于后续接收信号的同步偏差的纠正,同时对估计结果进行修正,使其进一步逼近真实信道。为了减少噪声的影响,可以适当地增加块长,

块长的选取主要由信道环境的时变特性决定。信道的时变特性越明显,块长的选择必须较短。仿真结果表明,该算法在深度衰落信道中可以有效地实现同步和信道跟踪。

参考文献

- [1] RUGINI L, BANELLI P. BER of OFDM systems impaired by carrier frequency offset in multipath fading channels[J]. IEEE Trans. Wireless Commun., 2005, 4(5): 2279-2288.
- [2] KAPOOR S, MARCHOK D J, HUANG Y F. Pilot assisted synchronization for wireless OFDM systems over fast time varying fading channels[C]//VTC'98. New York, USA: IEEE, 1998: 2077-2080.
- [3] COULSON A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: analysis[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Commun., 2001, 19(12): 2495-2503.
- [4] GAO F F, NALLANATHAN A. Blind maximum likelihood CFO estimation for OFDM systems via polynomial rooting [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2006, 13(2): 73-76.
- [5] DU Y, ZHANG X M, ZHU P C. A signal reconstruction CFO blind tracking algorithm for OFDM system in multi-part channels[C]//PIMRC'03. New York, USA: IEEE, 2003: 874-876.
- [6] KUANG L, NI Z, LU J, et al. A time frequency decision-feedback loop for carrier frequency offset tracking in OFDM systems[J]. IEEE Trans. Wireless Commun., 2005, 4(2): 367-373.
- [7] SPETH M, FECHTEL S A, FOCK G, et al. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-part i[J]. IEEE Trans. Commun., 1999, 47(11): 1668-1677.
- [8] SHI K, SERPEDIN E, CIBLAT P. Decision-directed fine synchronization in OFDM systems[J]. IEEE Trans. Commun., 2005, 53(3): 408-412.
- [9] DOWLER A, NIX A, MCGEEHAN J. Data-derived iterative channel estimation with channel tracking for a mobile fourth generation wide area OFDM system[C]//GLOBECOM'03. New York, USA: IEEE, 2003: 804-808.
- [10] FECHTEL S A. OFDM carrier and sampling frequency synchronization and its performance on stationary and mobile channels[J]. IEEE Trans. Consumer Electronics, 2000, 46(8): 438-441.
- [11] SCHMIDL T M, COX D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Trans. on Commun., 1997, 45(12): 1613-1621.

编辑 黄 莘